

W1033 E0

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-246916
 (43)Date of publication of application : 19.09.1997

(51)Int.CI.

H03J 7/02
H04L 27/22

(21)Application number : 08-047545

(71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC CORP

(22)Date of filing : 05.03.1996

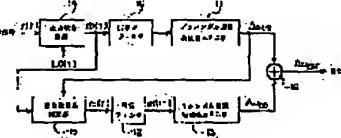
(72)Inventor : SOGABE YASUSHI
ISHIZU FUMIO

(54) AUTOMATIC FREQUENCY CONTROLLER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an automatic frequency controller provided with a wide frequency acquiring range capable of highly accurately estimating a frequency.

SOLUTION: A 1/2 symbol delay detection type AFC part 11 performs delay detection suited to the wide frequency acquiring range. As the result of the delay detection, a rough frequency deviation is estimated. Based on the frequency deviation, a frequency deviation correction part 15 compensates the frequency deviation of reception signals. For the compensated reception signals, a 1 symbol delay detection type AFC part 13 performs the delay detection again. In this case, the highly accurate estimation of the frequency deviation is executed. Output from the 1/2 symbol delay detection type AFC part 11 and the output from the 1 symbol delay detection type AFC part 13 are added and highly accurate frequency deviation information $\Delta \omega_{EST}$ is outputted.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 24.11.1999

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3230567

[Date of registration] 14.09.2001

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C) 1998,2003 Japan Patent Office

W1033E0

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平9-246916

(43)公開日 平成9年(1997)9月19日

(51)Int.Cl.⁸

H03J 7/02

H04L 27/22

識別記号

府内整理番号

F I

H03J 7/02

H04L 27/22

技術表示箇所

D

審査請求 未請求 請求項の数5 O L (全13頁)

(21)出願番号

特願平8-47545

(22)出願日

平成8年(1996)3月5日

(71)出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72)発明者 曾我部 靖志

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内

(72)発明者 石津 文雄

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内

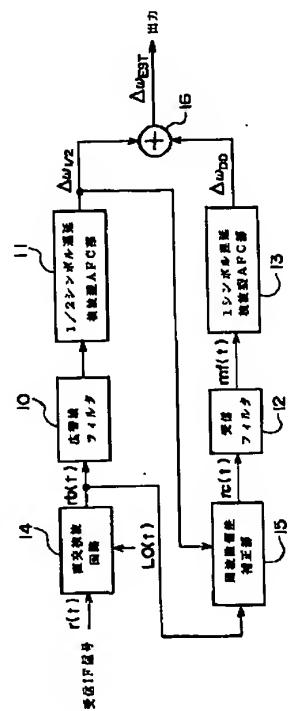
(74)代理人 弁理士 吉田 研二 (外2名)

(54)【発明の名称】自動周波数制御装置

(57)【要約】

【課題】 広い周波数捕捉範囲を有し、しかも、高精度に周波数を推定することができる自動周波数制御装置を提供する。

【解決手段】 1/2シンボル遅延検波型AFC部11は、広い周波数捕捉範囲に適した遅延検波を行う。遅延検波の結果、大まかな周波数偏差が推定される。この周波数偏差に基づいて、周波数偏差補正部15は、受信信号の周波数偏差を補償する。補償された受信信号に対し、再度、1シンボル遅延検波型AFC部13が遅延検波を行う。ここで精度の高い周波数偏差の推定が実施される。1/2シンボル遅延検波型AFC部11からの出力と、1シンボル遅延検波型AFC部13からの出力とは加算され、精度の高い周波数偏差情報 $\Delta\omega_{EST}$ が出力される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 第1位相ずれ捕捉範囲および第1推定精度を有し、第1位相ずれ捕捉範囲内で変調信号の位相ずれを捕捉し、捕捉結果を用いて変調信号の周波数偏差を推定する第1周波数推定手段と、第1位相ずれ捕捉範囲よりも狭い第2位相ずれ捕捉範囲および第1推定精度よりも正確な第2推定精度を有し、第2位相ずれ捕捉範囲内で変調信号の位相ずれを捕捉し、捕捉結果を用いて変調信号の周波数偏差を推定する第2周波数推定手段と、前記第1周波数推定手段で推定された周波数偏差を用いて変調信号の周波数偏差を補正する周波数偏差補正手段とを備え、前記第2周波数推定手段は、周波数偏差が補正された変調信号に基づいて位相ずれを捕捉することを特徴とする自動周波数制御装置。

【請求項2】 受信した変調信号をシンボル周期未満の時間間隔で遅延検波し、検波結果を用いて変調信号の周波数偏差を推定する $1/m$ シンボル遅延検波型周波数推定手段($m > 1$)と、前記変調信号をシンボル周期以上の時間間隔で遅延検波し、検波結果を用いて変調信号の周波数偏差を推定する n シンボル遅延検波型周波数推定手段($n \geq 1$)と、前記 $1/m$ シンボル遅延検波型周波数推定手段で推定された周波数偏差を用いて変調信号の周波数偏差を補正する周波数偏差補正手段とを備え、前記 n シンボル遅延検波型周波数推定手段は、周波数偏差が補正された変調信号に基づいて遅延検波を行うことを特徴とする自動周波数制御装置。

【請求項3】 受信した変調信号をシンボル周期未満の時間間隔で遅延検波し、検波結果を用いて変調信号の周波数偏差を推定する $1/m$ シンボル遅延検波型周波数推定手段($m > 1$)と、推定された周波数偏差に基づいて変調信号の周波数偏差を補償する周波数偏差補正手段と、前記周波数偏差が補償された前記変調信号をシンボル周期以上の時間間隔で遅延検波し、検波結果を用いて変調信号の周波数偏差を推定する n シンボル遅延検波型周波数推定手段($n \geq 1$)と、 n シンボル遅延検波型周波数推定手段で推定された周波数偏差に、前記 $1/m$ シンボル遅延検波型周波数推定手段で推定された周波数偏差を加算する周波数偏差演算手段とを備えることを特徴とする自動周波数制御装置。

【請求項4】 受信した変調信号をシンボル周期未満の異なる時間間隔で遅延検波し、検波結果を用いて変調信号の周波数偏差を推定する複数種類の $1/m$ シンボル遅延検波型周波数推定手段($m > 1$)と、前記変調信号をシンボル周期以上の異なる時間間隔で遅延検波し、検波結果を用いて変調信号の周波数偏差を推定する複数種類の n シンボル遅延検波型周波数推定手段($n \geq 1$)と、対応する $1/m$ シンボル遅延検波型周波数推定手段および n シンボル遅延検波型周波数推定手段で推定された周波数偏差に基づいて変調信号の周波数偏差を補償する複数の周波数偏差補正手段と、前記 $1/m$ シンボル遅延

波型周波数推定手段および n シンボル遅延検波型周波数推定手段で推定された周波数偏差を順次加算する周波数偏差演算手段とを備え、対応する周波数偏差補正手段で周波数偏差が補償された変調信号を各 $1/m$ シンボル遅延検波型周波数推定手段および各 n シンボル遅延検波型周波数推定手段は遅延検波することを特徴とする自動周波数制御装置。

【請求項5】 受信した変調信号をシンボル周期未満の時間間隔で遅延検波し、検波結果を用いて変調信号の周波数偏差を推定する $1/m$ シンボル遅延検波型周波数推定手段($m > 1$)と、前記変調信号をシンボル周期以上の時間間隔で遅延検波し、検波結果を用いて変調信号の周波数偏差を推定する n シンボル遅延検波型周波数推定手段($n \geq 1$)と、前記 $1/m$ シンボル遅延検波型周波数推定手段および n シンボル遅延検波型周波数推定手段で推定された周波数偏差を互いに加算する周波数偏差演算手段とを備え、前記 $1/m$ シンボル遅延検波型周波数推定手段は、推定された周波数偏差に基づいて、 $1/m$ シンボル遅延検波型周波数推定手段に入力される変調信号の周波数偏差を補償するフィードバック型周波数偏差補正手段を有することを特徴とする自動周波数制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、例えば衛星通信や移動体通信、移動体衛星通信で用いられる受信機の自動周波数制御(AFC: Automatic Frequency Control)装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 AFC装置は、例えば、M. K. SimonおよびD. Divsalar共著「Doppler-Corrected Differential Detection of MPSK」(IEEE Transactions on Communications, Vol. 37, No. 2, pp 99~109, 1989年2月)に開示される。

【0003】 図9に示すように、従来のAFC装置は、基準発振器からの出力信号を用いて、入力された受信IF(中間周波数)信号を直交検波する直交検波回路101と、直交検波回路101の出力信号を波形整形すると同時に帯域外雑音を除去する受信フィルタ102と、 $1/2$ シンボル周期($=T/2$)で遅延させた受信フィルタ102からの出力信号を用いて、受信フィルタ102からの出力信号の周波数偏差 $\Delta\omega$ を算出する $1/2$ シンボル遅延検波型AFC部103とを備える。 $1/2$ シンボル遅延検波型AFC部103では、サンプル回路104によって受信フィルタ102からの信号が $T/2$ 周期でサンプルされる。サンプルされた信号は $T/2$ 遅延検波回路105で $T/2$ 遅延検波される。サンプル回路106は、遅延検波された信号を T 周期でサンプルする。

平均回路107は、サンプル回路106からの出力信号を平均化する。平均化された信号に基づいて、周波数演算回路108は周波数偏差 $\Delta\omega$ を演算する。

【0004】T/2遅延検波回路105では、図10に示すように、サンプル回路104からの出力信号が2分岐され、一方の分岐信号は複素乗算回路109に直接入力される。他方の分岐信号では、T/2遅延回路110でT/2遅延が施された後、複素共役回路11を通じて

$$r(t) = A(t) \exp\{j\theta_m(t)\} \exp\{j(\omega_c t + \theta_0)\} + n(t) \quad (1)$$

ここで、A(t)は変調信号の包絡線成分、 $\theta_m(t)$ は変調位相成分、 ω_c は搬送波の角周波数、 $\theta_0(t)$ は初期位相、n(t)は雑音成分を示す。変調方式を位相シフトキーイング(PSK: Phase Shifting Keying)と仮定した場合、上式において $\theta_m(t)$ が変調に応じて変化する。

$$\left\{ \begin{array}{l} LO(t) = \exp\{j(\omega_{LO} t + \theta_{LO})\} \\ \\ rb(t) = A(t) \exp\{j\theta_m(t)\} \exp\{j(\Delta\omega t + \Delta\theta)\} + nb(t) \end{array} \right. \quad (2)$$

ここで、 ω_{LO} は基準発振器出力の角周波数、 θ_{LO} は基準発振器出力の初期位相、nb(t)は周波数変換された雑音成分を示す。角周波数偏差 $\Delta\omega$ および位相差 $\Delta\theta$ は

$$\begin{aligned} \Delta\omega &= \omega_c - \omega_{LO} \\ \Delta\theta &= \theta_0 - \theta_{LO} \end{aligned} \quad (4)$$

得られた変調信号rb(t)は、受信フィルタ102で波形整形されると同時に、雑音が存在する場合には、帯域外雑音が除去されてS/N比の向上が図られる。変調

$$rf(t) = B(t) \exp\{j\theta_{mf}(t)\} \exp\{j(\Delta\omega t + \Delta\theta)\} + nf(t) \quad (5)$$

ここで、B(t)は受信フィルタ102から出力された変調信号の包絡線成分、 $\theta_{mf}(t)$ は変調信号の位相成分、nf(t)は雑音成分を示す。

【0011】得られた変調信号rf(t)は、サンプル回路104でT/2間隔でサンプルされる。図11に示すように、ナイキスト波形の場合、サンプル点S0はナイキスト点と呼ばれる判定点となる。したがって、サン

$$rs(n) = B(Tn/2) \exp\{j\theta_{mf}(Tn/2)\} \exp\{j(\Delta\omega nT/2 + \Delta\theta)\} + nf(Tn/2) \quad (6)$$

T/2遅延検波回路105では、T/2遅延回路110によってT/2遅延されたサンプル信号rs(t)に基づいて複素共役数が複素共役回路111から出力され

$$\begin{aligned} rs^*(n-1) &= B(T(n-1)/2) \exp\{-j\theta_{mf}(T(n-1)/2)\} \exp\{-j(\Delta\omega(n-1)T/2 + \Delta\theta)\} \\ &\quad + nf((n-1)T/2)^* \end{aligned} \quad (7)$$

その複素共役数が複素乗算回路109に入力される。複素乗算回路109では、入力された分岐信号と複素共役数とが乗算される。

【0005】このAFC装置の動作原理を説明する。いま、受信IF信号r(t)が次式で表わされるとする。

【0006】

【数1】

【0007】直交検波回路101では、基準発振器の出力信号LO(t)によって受信IF信号r(t)が直交検波され、変調信号rb(t)が得られる。

【0008】

【数2】

$$LO(t) = \exp\{j(\omega_{LO} t + \theta_{LO})\} \quad (2)$$

次式で定義される。

【0009】

【数3】

信号rf(t)が得られる。

【0010】

【数4】

$$rf(t) = B(t) \exp\{j\theta_{mf}(t)\} \exp\{j(\Delta\omega t + \Delta\theta)\} + nf(t) \quad (5)$$

ブリッジ回路104では、連続するT/2周期S1～S2、S2～S3の中で2回に1回はサンプル周期の中にナイキスト点が含まれるようにサンプルが実施される。サンプルの結果、サンプル信号rs(n)が得られる。

【0012】

【数5】

る。その出力は次式で表される。

【0013】

【数6】

統いて、複素乗算回路109は、得られた複素共役数とサンプル信号 $r_s(t)$ とを複素乗算する。その結果、サンプル信号 $r_D(n)$ が得られる。なお、 $n_D(Tn)$

$$\begin{aligned} r_D(n) &= r_s(n) \times r_s^*(n-1) \\ &= B(Tn/2)B(T(n-1)/2)\exp\left[j\left[\theta_{mf}(Tn/2)-\theta_{mf}(T(n-1)/2)\right]\right] \\ &\quad \times \exp(j\Delta\omega T/2) + n_D(Tn/2) \end{aligned} \quad (8)$$

簡単のため包絡線成分 $B(\cdot) = 1$ とすれば、上式は次式に近似される。

$$r_D(n) = \exp\left[j\left[\theta_{mf}(Tn/2)-\theta_{mf}(T(n-1)/2)\right]\right]\exp(j\Delta\omega T/2) + n_D(Tn/2) \quad (9)$$

いま、サンプル信号 $r_D(n)$ を偶数番サンプル信号 $r_e(m) = r_D(2m)$ と奇数番サンプル信号 $r_o(m) = r_D(2m+1)$ とに分けて考える。ナイキスト点は偶数番サンプル信号に含まれる。偶数番サンプル信号は、奇数番サンプル信号と同じ情報シンボル内の

$$\theta_{mf}(Tn/2) - \theta_{mf}(T(n-1)/2)$$

よって、 $r_e(m)$ 、 $r_o(m)$ は次式で示される。

[0017]

$$\begin{aligned} r_e(m) &= \exp(j\Delta\omega T/2) + n_D(2mT) \\ r_o(m) &= \exp\left[j\left[\theta_{mf}((2m+1)T/2)-\theta_{mf}(2mT/2)\right]\right]\exp(j\Delta\omega T/2) + n_D((2m+1)T) \end{aligned} \quad (11)$$

サンプル回路106は、T周期でサンプルを行って、T/2遅延検波回路105から出力されたサンプル信号 $r_e(m)$ および $r_o(m)$ のうち $r_e(m)$ のみをサンプルする。平均回路107は、サンプル回路106からの出力に雑音成分が含まれる場合、その雑音成分を抑圧

$$r_{AVE}(m) = \exp(j\Delta\omega T/2) + n_{AVE}(mT)$$

(12)

周波数演算回路108は次式に従って周波数偏差 $\Delta\omega$ を計算する。

$$\begin{aligned} \hat{\Delta\omega} &= \frac{2}{T}\arg\{r_{AVE}(m)\} \\ &= \frac{2}{T}\arg\left\{\frac{\text{imag}(r_{AVE}(m))}{\text{real}(r_{AVE}(m))}\right\} \\ &= \frac{2}{T}\arg\left\{\frac{\sin(\Delta\omega T/2) + n_f(m)}{\cos(\Delta\omega T/2) + n_p(m)}\right\} \\ &= \Delta\omega \end{aligned} \quad (13)$$

上述のように、この種のAFC装置では、 $-\pi < \Delta\omega T / 2 < \pi$ の範囲で観測可能なことから、原理上 $\Delta\omega$ は次式のような広範囲で観測ができる。

$$-\frac{2\pi}{T} < \Delta\omega < \frac{2\pi}{T} \quad (14)$$

[0021]

$/2$)は $T/2$ 遅延検波出力における雑音成分である。

[0014]

[数7]

[0015]

[数8]

信号を遅延検波していることから次式が成立する。なお、次式において符号間干渉成分は無視されている。

[0016]

[数9]

: $n = 2m$ (even) の場合 (10)

[数10]

して $r_{AVE}(m)$ を出力する。なお、 $n_{AVE}(mT)$ は、平均回路107で抑圧された雑音成分である。

[0018]

[数11]

[0019]

[数12]

[0020]

[数13]

【発明が解決しようとする課題】従来のAFC装置で

は、図12に示すように、中心周波数に対する入力バースト信号周波数のずれ（周波数偏差 $\Delta\omega$ ）が大きくなると、周波数偏差 $\Delta\omega$ を十分に推定することができない。

【0022】現実には、例えば周波数偏差 $\Delta\omega$ が信号帯域に比べて無視することができないほど大きな場合（図12（a）参照）、図12（b）に示す通過特性を有する受信フィルタ（例えば整合フィルタ）を用いると、信号成分が受信フィルタで削られてしまい、図12（c）に示すように、波形歪みが生じてしまう。かかる波形歪みが生じた信号に対してAFC装置を用いても、周波数偏差 $\Delta\omega$ の推定値は実際の値から大きくずれてしまい、十分に周波数偏差 $\Delta\omega$ を補償することはできない。そこで、図12（d）に示すように、一層通過帯域の広い受信フィルタを用いて波形歪みの影響を排除することが考えられるが、その場合には、AFC装置動作時のS/N比が劣化してしまい、推定誤差が大きくなってしまう。

【0023】本発明は、上記のような問題を解決するためになされたもので、広い周波数範囲にわたって高精度に周波数偏差を推定することができるAFC装置を提供することを目的とする。

【0024】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するためには、第1発明によれば、第1位相ずれ捕捉範囲および第1推定精度を有し、第1位相ずれ捕捉範囲内で変調信号の位相ずれを捕捉し、捕捉結果を用いて変調信号の周波数偏差を推定する第1周波数推定手段と、第1位相ずれ捕捉範囲よりも狭い第2位相ずれ捕捉範囲および第1推定精度よりも正確な第2推定精度を有し、第2位相ずれ捕捉範囲内で変調信号の位相ずれを捕捉し、捕捉結果を用いて変調信号の周波数偏差を推定する第2周波数推定手段と、前記第1周波数推定手段で推定された周波数偏差を用いて変調信号の周波数偏差を補正する周波数偏差補正手段とを備え、前記第2周波数推定手段は、周波数偏差が補正された変調信号に基づいて位相ずれを捕捉することを特徴とする自動周波数制御装置が提供される。

【0025】また、第2発明によれば、受信した変調信号をシンボル周期未満の時間間隔で遅延検波し、検波結果を用いて変調信号の周波数偏差を推定する $1/m$ シンボル遅延検波型周波数推定手段（ $m > 1$ ）と、前記変調信号をシンボル周期以上の時間間隔で遅延検波し、検波結果を用いて変調信号の周波数偏差を推定する n シンボル遅延検波型周波数推定手段（ $n \geq 1$ ）と、前記 $1/m$ シンボル遅延検波型周波数推定手段で推定された周波数偏差を用いて変調信号の周波数偏差を補正する周波数偏差補正手段とを備え、前記 n シンボル遅延検波型周波数推定手段は、周波数偏差が補正された変調信号に基づいて遅延検波を行うことを特徴とする自動周波数制御装置が提供される。

【0026】さらに、第3発明によれば、受信した変調信号をシンボル周期未満の時間間隔で遅延検波し、検波

結果を用いて変調信号の周波数偏差を推定する $1/m$ シンボル遅延検波型周波数推定手段（ $m > 1$ ）と、推定された周波数偏差に基づいて変調信号の周波数偏差を補償する周波数偏差補正手段と、前記周波数偏差が補償された前記変調信号をシンボル周期以上の時間間隔で遅延検波し、検波結果を用いて変調信号の周波数偏差を推定する n シンボル遅延検波型周波数推定手段（ $n \geq 1$ ）と、 n シンボル遅延検波型周波数推定手段で推定された周波数偏差に、前記 $1/m$ シンボル遅延検波型周波数推定手段で推定された周波数偏差を加算する周波数偏差演算手段とを備えることを特徴とする自動周波数制御装置が提供される。

【0027】さらにまた、第4発明によれば、受信した変調信号をシンボル周期未満の異なる時間間隔で遅延検波し、検波結果を用いて変調信号の周波数偏差を推定する複数種類の $1/m$ シンボル遅延検波型周波数推定手段（ $m > 1$ ）と、前記変調信号をシンボル周期以上の異なる時間間隔で遅延検波し、検波結果を用いて変調信号の周波数偏差を推定する複数種類の n シンボル遅延検波型周波数推定手段（ $n \geq 1$ ）と、対応する $1/m$ シンボル遅延検波型周波数推定手段および n シンボル遅延検波型周波数推定手段で推定された周波数偏差に基づいて変調信号の周波数偏差を補償する複数の周波数偏差補正手段と、前記 $1/m$ シンボル遅延検波型周波数推定手段および n シンボル遅延検波型周波数推定手段で推定された周波数偏差を順次加算する周波数偏差演算手段とを備え、対応する周波数偏差補正手段で周波数偏差が補償された変調信号を各 $1/m$ シンボル遅延検波型周波数推定手段および各 n シンボル遅延検波型周波数推定手段は遅延検波することを特徴とする自動周波数制御装置が提供される。

【0028】さらにまた、第5発明によれば、受信した変調信号をシンボル周期未満の時間間隔で遅延検波し、検波結果を用いて変調信号の周波数偏差を推定する $1/m$ シンボル遅延検波型周波数推定手段（ $m > 1$ ）と、前記変調信号をシンボル周期以上の時間間隔で遅延検波し、検波結果を用いて変調信号の周波数偏差を推定する n シンボル遅延検波型周波数推定手段（ $n \geq 1$ ）と、前記 $1/m$ シンボル遅延検波型周波数推定手段および n シンボル遅延検波型周波数推定手段で推定された周波数偏差を互いに加算する周波数偏差演算手段とを備え、前記 $1/m$ シンボル遅延検波型周波数推定手段は、推定された周波数偏差に基づいて、 $1/m$ シンボル遅延検波型周波数推定手段に入力される変調信号の周波数偏差を補償するフィードバック型周波数偏差補正手段を有することを特徴とする自動周波数制御装置が提供される。

【0029】

【発明の実施の形態】以下、添付図面を参照しつつ本発明の好適な実施形態を説明する。

【0030】図1は、本発明の第1実施形態に係るA F

C装置の全体構成を示す。このAFC装置は、広帯域フィルタ10を前段に備える第1周波数推定手段としての前述と同様の1/2シンボル遅延検波型AFC部11と、狭帯域の受信フィルタ12を前段に備え、1/2シンボル遅延検波型AFC部11で推定された周波数偏差に基づいて周波数ずれが補償された受信信号から最終的な残留周波数偏差を高精度に導き出す第2周波数推定手段としての1シンボル遅延検波型AFC部13とを有する。直交検波回路14で直交検波された受信IF信号は、広帯域フィルタ10で波形整形され、受信IF信号から粗く雜音成分が取り除かれる。周波数偏差補正部15は、1/2シンボル遅延検波型AFC部11で得られた周波数偏差推定値に基づいて周波数偏差を補償する。加算器16は、1/2シンボル遅延検波型AFC部11の出力と、1シンボル遅延検波型AFC部13の出力を足し合わせ、足し合わせた結果を最終的な周波数偏差情報 $\Delta\omega_{EST}$ として出力する。

【0031】図2に示すように、周波数偏差補正部15は、1/2シンボル遅延検波型AFC部11からの周波数偏差推定値を積分する積分器20を有する。 $\cos/\sin ROM 21$ は、積分された周波数偏差推定値に基づいて \cos 値や \sin 値を出力する。複素共役回路2

$$rb(t) = A(t) \exp\{j\theta_m(t)\} \exp\{j(\Delta\omega t + \Delta\theta)\} + n_b(t) \quad (3)$$

広帯域フィルタ10を通過した信号 $r b(t)$ では、通過帯域 B_{WF} が広いことから(図4(b)参照)、波形歪みは生じない。その結果、1/2シンボル遅延検波型AFC部11からは、前述の式(13)に従って周波数偏

$$P_{WF} = \frac{N_0}{2} \times B_{WF}$$

1/2シンボル遅延検波型AFC部11に入力される信号でのS/N比は低い値になってしまい、その結果、周波数推定値のバラツキは比較的大きくなる。ここで、1/2シンボル遅延検波型AFC部11から出力される周

$$\Delta\omega_{1/2} = \Delta\omega - \Delta\omega_e$$

なお、上式で、 $N_0/2$ は両側雜音電力密度(W/Hz)、 B_{WF} は広帯域フィルタの等化雜音帶域幅(Hz)、 $\Delta\omega_e$ は推定誤差を示す。一般に、 $\Delta\omega_e < \Delta\omega$ が満足される。

【0036】続いて、得られた周波数偏差推定値 $\Delta\omega$

$$\theta_{rot}(t) = \int \Delta\omega_{1/2} dt \\ = \Delta\omega_{1/2} t$$

位相値 $\theta_{rot}(t)$ は、 $\cos/\sin ROM 21$ で入力位相に応じた複素位相回転成分に変換された後、複素共役回路22で複素共役値 $L O_{1/2}(t)$ が得られる。

2は、出力された \cos 値や \sin 値から複素共役値を出力する。複素乗算回路23は、複素共役回路22から出力された複素共役値を用いて、直交検波回路14からの信号を位相回転させ、外部に出力させる。

【0032】図3に示すように、1シンボル遅延検波型AFC部13は、受信フィルタ12からの出力をシンボル周期(T)ごとにサンプルするサンプル回路30を備える。サンプル回路30でサンプルされた信号は、T遅延検波回路31を通じて1シンボル遅延検波される。遅倍回路32は、T遅延検波回路31からの出力信号を遅倍する。平均回路33は、遅倍された信号を平均化する。周波数演算回路34は、平均化された信号に基づいて周波数偏差を演算する。演算された周波数偏差は分周回路35によって分周される。

【0033】図4を併せて参考しつつAFC装置の動作を説明する。まず、直交検波回路14の働きによって前述の式(3)と同様な受信IF信号が受信されたとする。その受信IF信号の周波数スペクトルは、例えば、図4(a)に示される。

【0034】

【数14】

差の平均推定値が導かれる。ただし、フィルタを通過する雜音電力 P_{WF} は次式で表わされることから、

【数15】

(15)

波数偏差推定値 $\Delta\omega_{1/2}$ は次式で表される。

【0035】

【数16】

(16)

$\Delta\omega_{1/2}$ は周波数偏差補正部15の積分器20に入力される。積分器20では、入力信号 $\Delta\omega_{1/2}$ が積分され、回転すべき位相値 $\theta_{rot}(t)$ が計算される。

【0037】

【数17】

(17)

【0038】

【数18】

$$\begin{aligned}
 LO_{1/2}(t) &= \cos\theta_{rot}(t) - j\sin\theta_{rot}(t) \\
 &= \exp\{-j\theta_{rot}(t)\} \\
 &= \exp\{-j\Delta\omega_{1/2} t\} \\
 &= \exp\{-j(\Delta\omega_e - \Delta\omega_e)t\}
 \end{aligned} \tag{18}$$

複素乗算回路23では、直交検波回路14から出力された信号 $r_b(t)$ と、複素共役回路22から出力された周波数推定値 $\Delta\omega_{1/2}$ が乗算され、周波数偏差が補償される。複素乗算回路23の出力 $r_c(t)$ を次式で示す。

$$\begin{aligned}
 r_c(t) &= r_b(t) \times LO_{1/2}(t) \\
 &= A(t) \exp\{j\theta_m(t)\} \exp\{j(\Delta\omega_e t + \Delta\theta)\} \times \exp\{-j(\Delta\omega_e - \Delta\omega_e)t\} + nc(t) \\
 &= A(t) \exp\{j\theta_m(t)\} \exp\{j(\Delta\omega_e t + \Delta\theta)\} + nc(t)
 \end{aligned} \tag{19}$$

この式(19)から、周波数偏差補正部15では、大きな周波数偏差 $\Delta\omega$ が小さな残留周波数偏差 $\Delta\omega_e$ に抑えられたことが明らかとなる。このとき周波数偏差補正部15から出力される信号の周波数スペクトルは図4(c)に示される。

【0040】周波数偏差が補正された信号 $r_c(t)$ は、図4(d)に示すように、狭帯域の受信フィルタ12(例えば、整合フィルタ)で波形整形されると同時

$$rnf(t) = A_{NF}(t) \exp(j\theta_{mNF}(t)) \exp\{j(\Delta\omega_e t + \Delta\theta)\} + nrf(t) \tag{20}$$

ここで、 $A_{NF}(t)$ は $r_n f(t)$ の振幅成分、 $\theta_{mNF}(t)$ は変調位相成分、 $nrf(t)$ は雑音成分を示す。いま、波形歪みが小さいため無視することができる仮定し、変調方式としてQPSK(Quadrature Phase Shift Keying)が採用されているとする。 $\theta_{mNF}(t)$ は、図5に示すように、変調に応じて $\pm\pi/4$ および $\pm3\pi/4$ のいずれかの値

$$rx(n) = A_{NF}(nT) \exp(j\theta_{mNF}(nT)) \exp\{j(\Delta\omega_e nT + \Delta\theta)\} + nrf(nT) \tag{21}$$

サンプル回路30からの信号 $rx(n)$ は、T遅延検波回路31で1シンボル遅延検波すなわちT遅延検波される。T遅延検波回路31から $r_{DD}(n)$ が outputされる。

$$\begin{aligned}
 r_{DD}(n) &= rx(n) \times rx(n-1)^* \\
 &= A_{NF}(nT) \exp(j\theta_{mNF}(nT)) \exp\{j(\Delta\omega_e nT + \Delta\theta)\} \\
 &\quad \times A_{NF}((n-1)T) \exp(-j\theta_{mNF}((n-1)T)) \exp\{j(\Delta\omega_e(n-1)T + \Delta\theta)\} + nrf(nT) \\
 &= A_{DD}(nT) \exp(j\theta_{DD}(nT)) \exp(j\Delta\omega_e T) + nrf(nT)
 \end{aligned} \tag{22}$$

ここで、 $A_{DD}(nT)$ および $\theta_{DD}(nT)$ は次式で定義される。なお、QPSK変調方式の場合、 $\theta_{DD}(nT)$ は $\{0, \pm\pi/2, \pi\}$ のいずれかの値をとり、 n

$$\begin{aligned}
 A_{DD}(nT) &= A_{NF}(nT) A_{NF}((n-1)T) \\
 \theta_{DD}(nT) &= \theta_{mNF}(nT) - \theta_{mNF}((n-1)T)
 \end{aligned} \tag{23}$$

信号 $r_{DD}(n)$ は、遅倍回路32によって、変調による

す。なお、 $nrf(t)$ は雑音成分である。

【0039】

【数29】

に、帯域外雑音が除去される。雑音除去によってS/N比が向上する。前述したように、残留周波数偏差 $\Delta\omega_e$ の値は比較的小さく、受信フィルタ12を通過した信号の波形歪みは僅かである。図4(e)には、受信フィルタ12から出力された信号 $r_n f(t)$ の周波数スペクトルが例示される。

【0041】

【数20】

をとる。

【0042】1シンボル遅延検波型AFC部13では、サンプル回路30が信号 $r_n f(t)$ からシンボル周期(T周期)でナイキスト点をサンプルし、 $rx(n)$ を出力する。

【0043】

【数21】

【0044】

【数22】

$nrf(nT)$ は雑音成分である。

【0045】

【数23】

位相成分 $\theta_{DD}(nT)$ が除去される。例えば、QPSK

変調方式で4倍処理が行われる場合を想定する。このとき、遅倍回路32から信号 $r_{SQ}(nT)$ が outputされる。なお、 $n_4(nT)$ は雑音成分である。

$$\begin{aligned} r_{SQ}(nT) &= r_{DD}(nT)^4 \\ &= A_{DD}(nT)^4 \exp(j4\theta_{DD}(nT)) \exp(j4\Delta\omega_e T) + n_4(nT) \\ &= A_{DD}(nT)^4 \exp(j4\Delta\omega_e T) + n_4(nT) \end{aligned} \quad (24)$$

信号 $r_{SQ}(nT)$ は、平均回路33で平均化され、雑音成分がある場合には揺らぎが抑えられる。平均化された信号 $r_{D_{AVE}}(n)$ に基づいて、周波数演算回路34で残留周波数偏差成分値 $\Delta\omega_{DD}$ が演算される。ただし、この残留周波数偏差成分値 $\Delta\omega_{DD}$ は現実の値の4倍の値と

$$\begin{aligned} 4\Delta\omega_{DD} &= \frac{1}{T} \arg(r_{D_{AVE}}(n)) \\ &= \frac{1}{T} \arg \left\{ \frac{\text{imag}(r_{D_{AVE}}(n))}{\text{real}(r_{D_{AVE}}(n))} \right\} \\ &= \frac{1}{T} \arg \left\{ \frac{A_{DD}(nT)^4 \sin(4\Delta\omega_e T) + n_{A1}(nT)}{A_{DD}(nT)^4 \cos(4\Delta\omega_e T) + n_{A2}(nT)} \right\} \\ &\sim 4\Delta\omega_e \end{aligned} \quad (25)$$

分周回路35によって、周波数演算回路34の残留周波数偏差成分が1/4倍されて、最終的な残留周波数偏差 $\Delta\omega_{DD}$ が得られる。なお、1シンボル遅延検波型AFC部13では、遅倍処理が行われることから、処理することができる周波数偏差 $\Delta\omega_e$ の範囲は次式の範囲に及ば

$$-\frac{\pi}{M} < \Delta\omega_e T < \frac{\pi}{M} \quad (26)$$

1/2シンボル遅延検波型AFC部11から出力された周波数偏差推定値 $\Delta\omega_{1/2}$ と、1シンボル遅延検波型AFC部13から出力された周波数偏差推定値 $\Delta\omega_{DD}$ とは加算器16で加算され、最終的な周波数偏差情報 $\Delta\omega$

$$\begin{aligned} \Delta\omega_{EST} &= \Delta\omega_{1/2} + \Delta\omega_{DD} \\ &\sim \Delta\omega \end{aligned}$$

その結果、式(26)の条件を満足した場合には、周波数偏差情報 $\Delta\omega_{EST}$ は1シンボル遅延検波型AFC部13の精度を有する。

【0050】なお、この第1実施形態では、1/2シンボル遅延検波型AFCと1シンボル遅延検波型AFCとを結合させているが、もっと一般的に、1/mシンボル遅延検波型AFCとnシンボル遅延検波型AFCを結合させてもよい。ただし、mおよびnは1以上の整数を表わす。さらに、複数の1/mシンボル遅延検波型AFCと、複数のnシンボル遅延検波型AFCを組み合わせてもよく、その場合に、AFCごとにmやnの値を異らせることもできる。例えば、図6は、1/m₁、1/m₂、1/m₃シンボル遅延検波型AFC回路11a、11b、11cと、n₁、n₂、n₃シンボル遅延検波型AFC回路11d、11e、11fとが結合されたAFC装置を示す。この場合には、各AFC回路ごとに必ずしも個別にフィルタを用意する必要はなく、一部あるいは全てのAFC回路に対してフィルタを共通化してもよ

【0046】

【数24】

なる。なお、次式で、 $n_{A1}(nT)$ は雑音の直交成分を示し、 $n_{A2}(nT)$ は同相成分を示す。

【0047】

【数25】

なければならない。なお、次式では、M相PSK変調信号の場合の位相数がMで示されている。

【0048】

【数26】

$\Delta\omega_{EST}$ が出力される。

【0049】

【数27】

(27)

い。

【0051】図7は、本発明の第2実施形態に係るAFC装置の全体構成を示す。この第2実施形態では、1/2シンボル遅延検波型AFC部41で信号処理を行う際に、狭帯域フィルタを用いて、1シンボル遅延検波型AFC部13への入力が式(26)を満足しない確率を減少させている。1/2シンボル遅延検波型AFC部をフィードバック系に変更することによって、狭帯域フィルタの採用による信号波形歪みの影響が極力回避される。なお、前述の第1実施形態と同様な構成に関しては同一の参照符号を付してその詳細な説明を省略する。

【0052】図7に示すように、1/2シンボル遅延検波型AFC部41は、現信号に先立つ信号に基づいて得られたフィードバック周波数偏差に従って直交検波回路14からの出力信号 $r_b(t)$ を位相回転させ周波数偏差を補正する周波数偏差補正部42を備える。受信フィルタ43は、周波数偏差がフィードバック補正された信号を波形整形すると同時に帯域外雑音を除去する。こう

いった狭帯域の受信フィルタとして、例えば、整合フィルタが採用される。

【0053】受信フィルタ43で帯域制限された信号は2分岐される。一方の信号は、1/2遅延検波型AFC部41内部で1/2シンボル遅延検波され、フィードバック周波数偏差が得られる。他方の信号は、1シンボル遅延検波型AFC部13で前述のように1シンボル遅延検波される。1/2遅延検波型AFC部41で得られたフィードバック周波数偏差と、1シンボル遅延検波型AFC部13で得られた周波数偏差とは、加算器16で互いに加算され、周波数偏差情報 $\Delta\omega_{EST}$ として出力される。

【0054】1/2遅延検波型AFC部41では、サンプル回路44を用いて、受信フィルタ43から出力された信号がT/2間隔でサンプルされる。T/2遅延検波回路45は、複素乗算回路109やT/2遅延回路110、複素共役回路111（図13参照）を用いてT/2

$$rb(t) = A(t) \exp(j\theta_m(t)) \exp\left\{j(\Delta\omega t + \Delta\theta)\right\} + nb(t) \quad (3)$$

前回の周波数演算の結果に基づいて積分器49からフィードバック周波数偏差 $\Delta\omega_{SE}(t)$ が出力されていると仮定する。周波数偏差補正部42では、第1実施形態のものと同様に、フィードバック周波数偏差 $\Delta\omega_{SE}(t)$

$$\begin{aligned} LL(t) &= \exp\left\{j(\Delta\omega_{SE}(t)t)\right\} \\ LC(t) &= \exp\left\{-j(\Delta\omega_{SE}(t)t)\right\} \end{aligned} \quad (28)$$

続いて、周波数偏差補正部42は、得られた複素共役信号LC(t)と直交検波回路14からの出力信号rb(t)とを複素乗算する。乗算の結果は信号rcc(t)として出力される。なお、ncc(t)は雑音成分

$$\begin{aligned} rcc(t) &= A(t) \exp(j\theta_m(t)) \exp\left[j((\Delta\omega - \Delta\omega_{SE}(t))t + \Delta\theta)\right] + ncc(t) \\ &= A(t) \exp(j\theta_m(t)) \exp\left\{j\Delta\omega_{CC}(t)t\right\} + ncc(t) \end{aligned} \quad (29)$$

周波数偏差補正部42で周波数偏差が補正された出力信号rcc(t)は、受信フィルタ43によって波形整形されると同時に帯域外雑音が除去される。受信フィルタ43から出力された信号は、前述と同様に、判定点（ナイキスト点）を挟むT/2周期間隔でT/2遅延検波され、その検波結果がループフィルタ47に入力される。ループフィルタ47は、T/2遅延検波された信号を平均化し、雑音成分を抑圧する。平均化された信号には、周波数演算回路48で式(13)と同様の演算処理が施され、その結果、フィードバック周波数偏差が演算される。

【0059】この第2実施形態では、受信フィルタ43の帯域幅が狭い場合、比較的大きめの周波数偏差が存在

$$\begin{aligned} \Delta\omega_g(t) &= \Delta\omega_{CA}(t) + n_g(t) \\ &= K \cdot \Delta\omega_{CC}(t) + n_g(t) \end{aligned} \quad (30)$$

遅延検波を実施する。サンプル回路46は、遅延検波された信号をT周期でサンプルする。ループフィルタ47は、サンプル回路46でサンプルされた信号を平均化させる。周波数演算回路48は、平均化された信号に基づいて周波数偏差を算出する。積分器49は、前回出力したフィードバック周波数偏差に、今回周波数演算回路48で得られた残留周波数偏差を加算し、加算された結果を今回のフィードバック周波数偏差として出力する。出力されたフィードバック周波数偏差は、周波数偏差補正部42に送り込まれ、フィードバック制御に用いられる。

【0055】次にAFC装置の動作を説明する。まず、直交検波回路14の働きによって前述の式(3)と同様な受信IF信号が入力されたとする。

【0056】

【数28】

に基づいて位相回転信号LL(t)を作成し、その複素共役信号LC(t)を作成する。

【0057】

【数29】

(28)

分を示し、残留周波数偏差は $\Delta\omega_{CC}(t) = \Delta\omega - \Delta\omega_{SE}(t)$ で定義される。

【0058】

【数30】

すると、信号成分が削られて波形歪みが生じてしまう。したがって、演算によって得られた実測周波数偏差の平均値 $\Delta\omega_{CA}(t)$ は、実際に推定されるべき理想周波数偏差 $\Delta\omega_{CC}(t)$ に対して誤差を生じる。しかしながら、通常、図8に示すように、理想周波数偏差 $\Delta\omega_{CC}(t)$ に対して実測周波数偏差 $\Delta\omega_{CA}(t)$ は原点を通過する比例関係にあることから、周波数演算回路48から出力される実測値 $\Delta\omega_g(t)$ は次式で示されることができる。なお、次式では、Kは定数、n_g(t)は雑音成分を示す。

【0060】

【数31】

(30)

積分器49は、前回出力したフィードバック周波数偏差 $\Delta\omega_{SE}(t)$ に、周波数演算回路48で得られた今回の実測値 $\Delta\omega_g(t)$ を加算し、得られた加算結果を新しい出力値 $\Delta\omega_{SE}(t)$ として周波数偏差補正部42へ入力する。したがって、積分器49から出力される信号 $\Delta\omega_{SE}(t)$ は徐々に入力角周波数偏差 $\Delta\omega$ に漸近し、周波

$$E\left[\lim_{t \rightarrow \infty} \Delta\omega_{SE}(t)\right] \rightarrow \Delta\omega$$

$$E\left[\lim_{t \rightarrow \infty} \Delta\omega_{cc}(t)\right] \rightarrow 0$$

このようなAFC装置を利用した場合、ある程度時間が経過した場合に、受信フィルタ43に入力される残留周波数偏差 $\Delta\omega_{cc}(t)$ は0近傍の値をとることとなる。その結果、狭帯域の受信フィルタ43によって起因される波形歪みは十分に抑制される。

【0062】一方で、受信フィルタ43によって波形整形された信号は1シンボル遅延検波型AFC部13に入力される。1シンボル遅延検波型AFC部13は、第1実施形態と同様に、残留角周波数偏差 $\Delta\omega_{DD}$ を推定して出力する。フィードバック型1/2シンボル遅延検波型AFC部41で推定されたフィードバック周波数偏差 $\Delta\omega_{SE}$ と、1シンボル遅延検波型AFC部13で推定された残留角周波数偏差 $\Delta\omega_{DD}$ とは、加算器16で加算されて周波数偏差情報 $\Delta\omega_{EST}$ となる。

【0063】なお、上記実施形態では、周波数演算回路48をループフィルタ47の後段に配置しているが、周波数演算回路をループフィルタの前段に配置してもよい。また、フィードバック型1/2シンボル遅延検波型AFC部と1シンボル遅延検波型AFC部とで受信フィルタを共通化しているが、個別にフィルタを設けてもよい。さらに、第1実施形態の場合と同様に、複数種類の1/mシンボル遅延検波型AFC部と複数種類のnシンボル遅延検波型AFC部とを適宜に組み合わせてAFC装置を構成することもできる。nシンボル遅延検波型AFC部をフィードバック構成にしてもよい。

【0064】

【発明の効果】以上のように第1発明によれば、第1周波数推定手段で得られた周波数偏差に基づき補正された変調信号を第2周波数推定手段で処理するので、比較的に広い第1位相ずれ捕捉範囲で、かつ、比較的に高精度な第2推定精度で周波数偏差を推定することができる。

【0065】また、第2発明によれば、1/mシンボル遅延検波型周波数推定手段で得られた周波数偏差に基づき補正された変調信号をnシンボル遅延検波型周波数推定手段で処理するので、1/mシンボル遅延検波型周波数推定手段の持つ比較的に広い捕捉範囲で、しかも、nシンボル遅延検波型周波数推定手段の持つ比較的に高精度で、周波数偏差の推定を実現することができる。

【0066】さらに、第3発明によれば、1/mシンボル遅延検波型周波数推定手段によって推定された周波数

数偏差補正部42における残留角周波数偏差 $\Delta\omega_{cc}(t)$ は0に漸近する。なお、次式において $E[\cdot]$ は平均値を表わす記号である。

【0061】

【数32】

(31)

偏差に基づいて一旦周波数偏差が補償された変調信号をnシンボル遅延検波型周波数推定手段で遅延検波するので、変調信号の波形歪みを生じることなくフィルタを用いてS/N比を向上させつつ、精度の高い周波数偏差の推定を実現することが可能となる。

【0067】さらにまた、第4発明によれば、複数種類の周波数推定手段を適宜に組み合わせることによって、一層の精度の向上を図ることができる。

【0068】さらにまた、第5発明によれば、フィードバック型周波数偏差補正手段によって、1/mシンボル遅延検波型周波数推定手段に入力される変調信号は、例えば前段にフィルタを有する場合でも、信号処理回数を追うごとにフィルタを通じた変調信号の波形歪みが解消されていく。その結果、フィルタの通過帯域に關係なく、S/N比を向上させつつ高精度の周波数偏差推定を実現することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の第1実施形態に係るAFC装置の全体構成を示すブロック図である。

【図2】 周波数偏差補正部の構成を示すブロック図である。

【図3】 1シンボル遅延検波型AFC部の構成を示すブロック図である。

【図4】 信号の周波数スペクトルとフィルタの周波数特性との関係を示す図である。

【図5】 QPSK変調信号の位相空間図である。

【図6】 第1実施形態の一変形例を示すブロック図である。

【図7】 本発明の第2実施形態に係るAFC装置の全体構成を示すブロック図である。

【図8】 T/2遅延検波型AFCの周波数推定特性を示すグラフである。

【図9】 従来のAFC装置の全体構成を示すブロック図である。

【図10】 T/2遅延検波回路の構成を示すブロック図である。

【図11】 受信変調信号のアイパターとサンプルタイミングとの関係を示す図である。

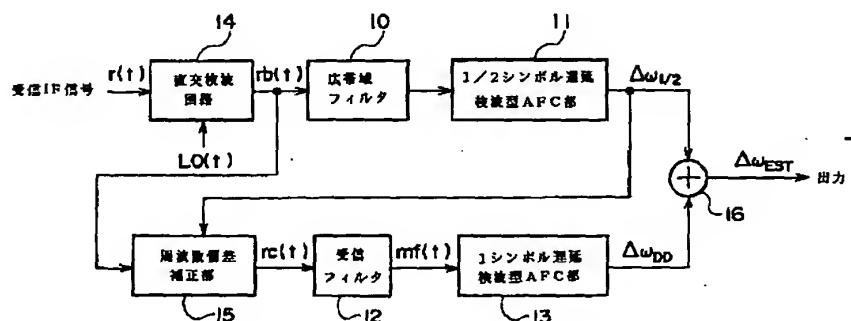
【図12】 信号の周波数スペクトルとフィルタの周波数特性との関係を示す図である。

【符号の説明】

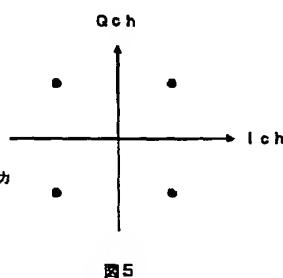
1 1 1/mシンボル遅延検波型周波数推定手段としての1/2シンボル遅延検波型AFC部、1 3 nシンボル遅延検波型周波数推定手段としての1シンボル遅延検

波型AFC部、1 5 周波数偏差補正手段としての周波数偏差補正部、1 6 周波数偏差演算部としての加算器、4 2 フィードバック型周波数偏差補正手段としての周波数偏差補正部。

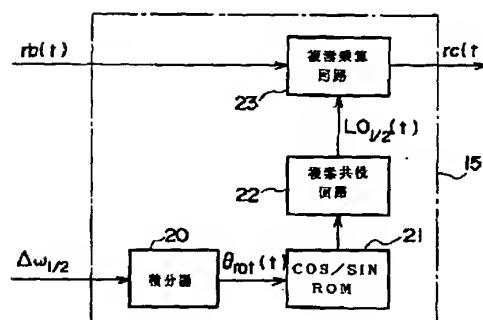
【図1】



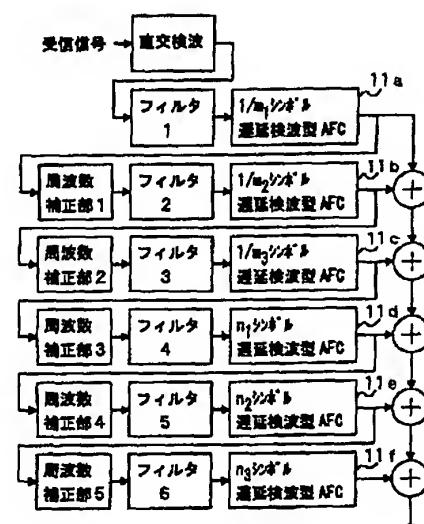
【図5】



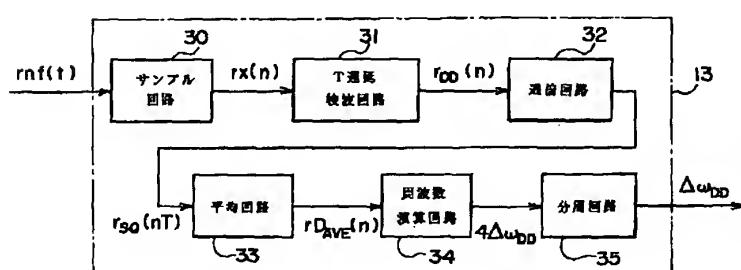
【図2】



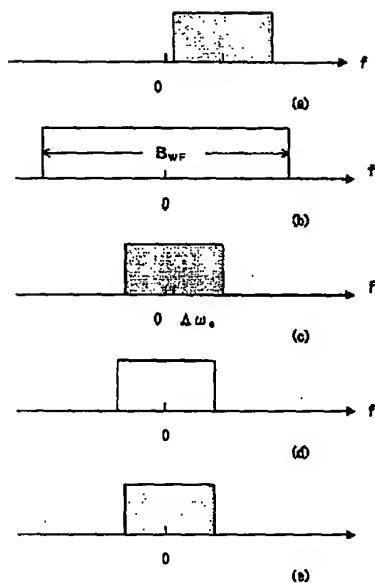
【図6】



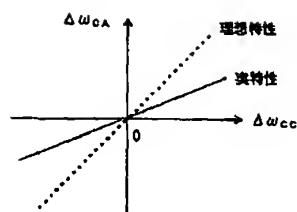
【図3】



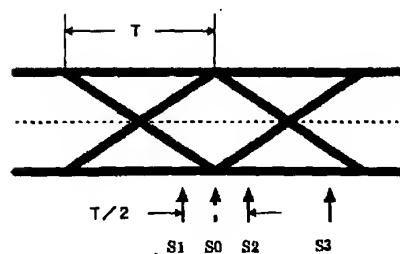
【図4】



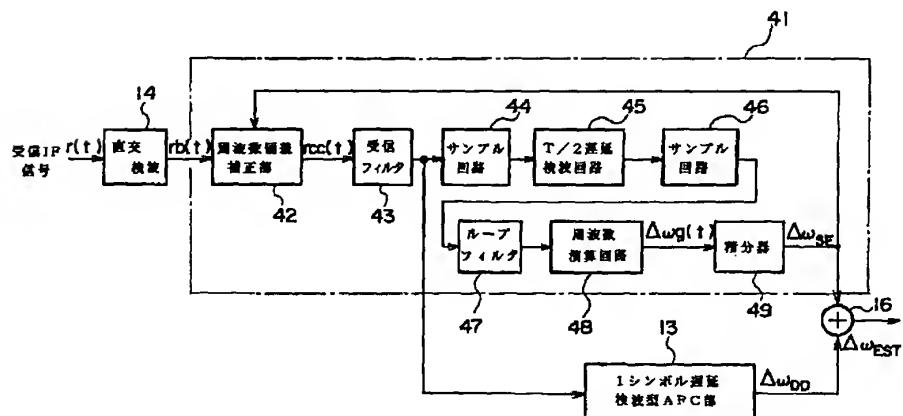
【図8】



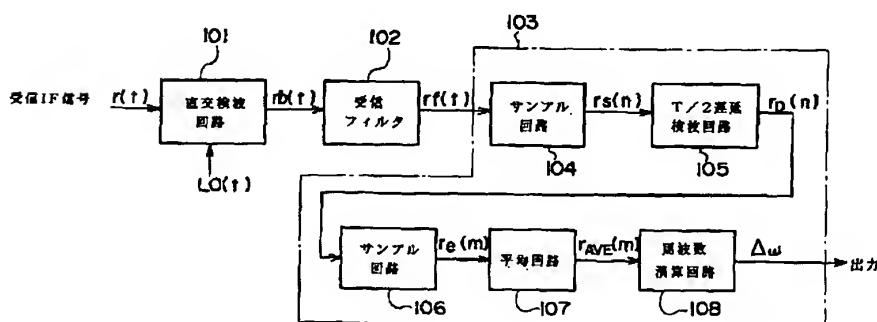
【図11】



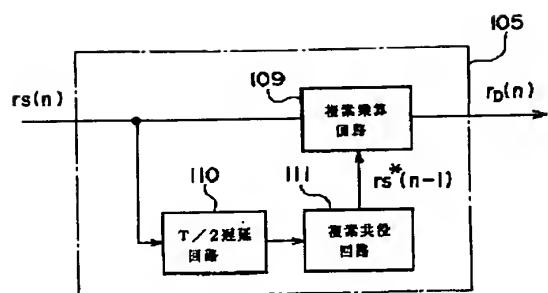
【図7】



【図9】



【図10】



【図12】

